

# 소프트 스위칭 방식의 보조 회로를 활용한 영전류 천이형 싱크로너스 벡 컨버터

이의천<sup>1</sup>, 최현철<sup>†</sup>

## A Zero-Current-Transition Synchronous Buck Converter Using Auxiliary Circuit with Soft-Switching

Eui-Cheon Lee<sup>1</sup>, and Hyun-Chil Choi<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper proposes a zero-current-transition(ZCT) synchronous buck converter using auxiliary circuit with soft-switching for light weight and high efficiency. In this scheme, an auxiliary circuit is added to the conventional synchronous rectifier buck converter and used to achieve soft-switching condition for both the main switch and synchronous switch. In addition, the switch in the auxiliary circuit operates under soft-switching conditions. Thus, the proposed converter provides a higher efficiency. The basic operations, in this paper, are discussed and design guidelines are presented. The usefulness of the proposed converter is verified on a 200KHz, 20W prototype converter.

**Keywords:** ZCT, ZCT-PWM, soft-switching, synchronous buck

### 1. 서 론

최근 들어 스마트폰, 노트북, 휴대 단말기(PDA) 등 소형 휴대용 전자기기의 보급이 확산되면서 제품의 소형, 경량화가 요구되고 있는 추세이다. 소형, 경량화를 만족시키기 위해 제품에 사용되는 반도체 소자를 비롯한 각종 전자부품들 또한 소형화 형태로 개발되고 있다. 또한 휴대용 전자기기들은 기기에 사용되는 배터리 사용시간을 늘리기 위해 기기의 전력변환에 사용되는 DC/DC 컨버터의 저전압 고효율 출력이 요구되고 있다.

DC/DC 컨버터에는 구조가 단순하고 제어가 용이한 PWM 방식의 컨버터가 산업전반에 걸쳐 널리 사용되어져왔다. 이 방식은 고주파로 스위칭 동작을 할 경우 인덕터를 포함한 필터의 크기가 작아지고 이로 인해 DC/DC 컨버터의 크기를 줄일 수 있는 장점이 있다. 하지만 컨버터의 높은 스위칭 주파수로 인한 스위칭 손실은 전력변환효율을 떨어뜨리게 된다. 이러한 단점을 해

결하기 위한 소프트 스위칭 방식은 스위칭 시점에 스위치의 전압이나 전류를 0으로 만들게 되어 스위칭 손실을 줄일 수 있게 된다.

소프트 스위칭 방식을 활용한 다양한 형태의 컨버터가 연구되어 왔으며 공진형 컨버터는 그들 중 하나이다. 공진형 컨버터로는 기존의 직렬공진 및 병렬공진을 이용한 방식과 LC 공진 탱크를 기존의 PWM 회로에 적용하여 소프트 스위칭을 얻는 방식의 쿼지-공진형 컨버터(Quasi-resonant converter QRC), 그 밖에도 기생소자를 활용해 소프트 스위칭 동작을 하는 멀티-공진형 컨버터(Multi-resonant converter MRC)등이 있다<sup>[1]-[2]</sup>.

그러나 공진형 컨버터는 스위치 소자에 가해지는 높은 전압 및 전류 스트레스를 감수해야 하며 이로 인한 높은 순환 에너지 발생은 회로 내에 전도손실을 증가시킨다. 이러한 단점을 해결하기 위해 최근 들어 PWM 컨버터의 장점과 공진형 컨버터의 장점을 결합해 순환 에너지 발생을 줄이고 스위칭 손실을 최소화하는 형태의 컨버터 연구가 이루어져 왔다. 이들은 크게 영전류 천이(Zero-current-transition ZCT)방식과 영전압 천이(Zero-voltage-transition ZVT)방식, 그리고 영전류-영전압 천이(Zero-current and Zero-voltage-transition ZCZVT)방식으로 나눌 수 있다<sup>[3]-[7]</sup>. 이들 대다수 방식은 기존의 PWM 컨버터에 보조 회로를 첨가하여 주 스

Paper number: TKPE-2013-18-4-8 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: elecchc@inje.ac.kr, Dept. of Electronic Engineering, Inje University

Tel: +82-55-320-3552 Fax: +82-55-333-3261

<sup>1</sup> Dept. of Electronic & Telecommunication Engineering, Inje University

Manuscript received Jan. 21, 2013; accepted Apr. 12, 2013

위치와 환류 다이오드의 스위칭 순간 동안만 소프트 스위칭이 이루어지도록 하고 있다. 최근에는 이러한 소프트 스위칭과 더불어 컨버터 내부의 환류 다이오드로 인해 발생하는 부가적인 진도손실을 최소화하기 위해 다이오드 대신 MOSFET를 삽입한 싱크로너스 정류형태의 컨버터 연구도 활발히 이루어지고 있다<sup>[8]-[10]</sup>. 이러한 싱크로너스 정류형태의 컨버터 방식은 낮은 출력전압과 고효율을 요구하는 휴대용 시스템에 매우 유리하다. 휴대용 시스템은 대형 시스템과는 달리 출력전력이 상대적으로 낮아 회로내의 적은 손실 발생으로 인해 시스템 전체 효율을 크게 감소시킬 수 있다.

본 논문에서는 휴대용 시스템의 고효율 전력변환을 위한 소프트 스위칭 방식의 보조 회로를 추가한 싱크로너스 정류형태의 영전류 천이형(이하 싱크로너스 ZCT라 칭함) 벡 컨버터를 제안한다. 제안한 형태의 컨버터는 주 스위치의 영전류 천이(Zero-current-transition ZCT)동작을 위한 보조 회로의 추가에도 불구하고 전체 동작 중 보조 회로의 동작 구간이 짧아 보조 회로에서 발생하는 진도손실을 최소화 할 수 있다. 뿐만 아니라 회로의 싱크로너스 스위치와 보조 스위치의 턴-온, 턴-오프 순간에도 소프트 스위칭을 함으로써 스위칭 손실과 EMI 잡음을 낮추는 것이 가능하다. 또한 제안한 방법을 활용하면 싱크로너스 스위치의 바디 다이오드를 통해 흐르는 전류 기울기가 제한됨으로써 다이오드의 역방향회복시간으로 인해 발생하는 문제를 줄일 수 있게 된다.

본 논문에서는 제안한 회로의 동작을 검증하기 위해 동작원리 분석과 보조 회로의 설계방식을 자세히 기술하였으며 이를 시뮬레이션과 실험 결과를 통하여 타당성을 입증하였다.

**2. 제안한 싱크로너스 ZCT 벡 컨버터**

**2.1 회로 구성**

그림 1은 제안한 싱크로너스 ZCT 벡 컨버터의 회로도를 나타낸다. 제안한 회로는 기존의 싱크로너스 정류형태의 벡 컨버터 회로와 유사하다. 단지 공진 인덕터  $L_r$ , 보조 스위치  $S_r$ , 그리고 보조 다이오드  $D_r$ 로 구성된 보조 회로를 가진다는 것이 기존의 싱크로너스 정류형태의 벡 컨버터와 다른 점이다. 공진 커패시터  $C_s$ 는 주 스위치  $S_m$ 의 기생 커패시턴스와 외부에서 주 스위치와 병렬로 연결된 커패시턴스의 합으로 표현된다.

**2.2 회로의 동작원리 및 분석**

제안한 회로의 동작은 매 스위칭 주기 동안에 6개의 동작모드로 나누어지는데 이들 각 모드별 동작회로와 동작 파형을 그림 2와 그림 3에 각각 나타내었다. 동작 모드 분석에 앞서 해석의 편의를 위해 다음을 가정한다.  
- 주 스위치  $S_m$ 을 제외하고 보조 스위치  $S_r$ 과 싱크로너스

스 스위치  $S_d$ 의 출력 커패시턴스는 고려하지 않는다.

- 모든 동작은 정상 상태이며,  $V_s$ 와  $V_o$ 는 일정하다.
- 출력 전류  $I_o$ 는 일정하다.
- 모든 인덕터의 기생파라미터는 무시한다.
- 6개의 모드 중 모드 1, 2, 3의 주 인덕터 전류는 최소값 근처에 있으므로 이때의 주 인덕터 전류는 식 (1)과 같다고 가정한다.

$$I_{Lm-min} \approx I_o - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \tag{1}$$

**모드 1 ( $t_0 - t_1$ ) :**

시간  $t_0$ 이전에는 기존 벡 컨버터의 환류동작과 유사한 모드로 주 스위치  $S_m$ 과 보조 스위치  $S_r$ 은 모두 OFF된 상태이고 싱크로너스 스위치  $S_d$ 는 ON 상태이다. 싱크로너스 스위치  $S_d$ 를 통해 흐르는 전류  $i_{sd}$ 는 주 인덕터  $L_m$ 으로 흐르고 있다. 시간  $t_0$  순간에 싱크로너스 스위치  $S_d$ 는 턴-오프 되고 스위치를 통해 흐르던 전류  $i_{sd}$ 는 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 바디 다이오드로 흐름이 전환된다. 이 때 보조 스위치  $S_r$ 은 공진 인덕터  $L_r$ 로 인하여 영전류 상태에서 턴-온 되고 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의

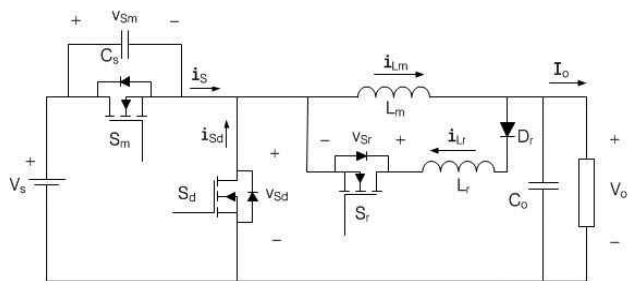


Fig. 1 The proposed synchronous ZCT-buck converter circuit

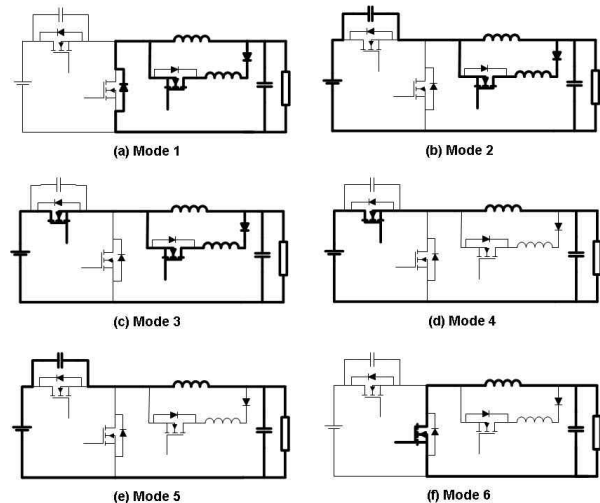


Fig. 2 Operation modes of the proposed converter

바디 다이오드로 도통된 전류  $i_{Sd}$ 는 선형적으로 하강한다. 동시에 보조 회로의 공진 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은 선형적으로 상승하게 된다. 이를 수식으로 표현하면 식 (2)와 같다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o}{L_r}(t-t_0) \quad (2)$$

모드 1이 끝나는 시점에서 전류  $i_{Sd}$ 는 0이 되고 전류  $i_{Lr}$ 은 주 인덕터 전류값  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달한다.(여기서  $I_o$ 와  $\Delta i_{Lm}$ 은 각각 출력전류와 주 인덕터  $L_m$ 의 리플 전류를 나타낸다) 모드 1의 지속시간  $t_{01}$ 은 식 (3)과 같이 유도된다.

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{I_o - \Delta i_{Lm}/2}{V_o/L_r} \quad (3)$$

**모드 2 ( $t_1 - t_2$ ) :**

시간  $t_1$  순간에 보조 회로를 흐르는 전류  $i_{Lr}$ 이 주 인덕터 전류  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 값에 도달하게 되면 공진 인덕터  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_s$ 가 서로 공진을 시작한다. 이와 같은 동작은 식 (4)와 식 (5)로 각각 표현할 수 있다.

$$-C_s \frac{dv_{S_n}(t)}{dt} = i_{Lr}(t) - (I_o - \Delta i_{Lm}/2) \quad (4)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = V_o - V_s + v_{S_n}(t) \quad (5)$$

식 (4), (5)로부터  $i_{Lr}$ 과  $v_{S_n}$ 에 관련된 수식을 초기조건  $i_{Lr}(t_1) = I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 과  $v_{S_n}(t_1) = V_s$ 를 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = I_o - \Delta i_{Lm}/2 + (V_o/Z_r) \sin w_r t \quad (6)$$

$$v_{S_n}(t) = V_s + (\cos w_r t - 1) V_o \quad (7)$$

여기서  $Z_r = \sqrt{L_r/C_s}$ ,  $w_r = 1/\sqrt{L_r C_s}$  이다.

전류  $i_{Lr}$ 이 공진하다가 다시 전류  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달하는 순간, 전압  $v_{S_n}$ 은 식 (7)에 의해  $V_s - 2V_o$ 로 낮아지게 된다. 그림 3의 동작과형에서 알 수 있듯이, 모드 2의 지속시간  $t_{12}$ 는 공진주기의 절반에 해당하므로 식 (8)과 같이 구해진다.

$$t_{12} = \pi \sqrt{L_r C_s} \quad (8)$$

모드 2가 끝나는 시점은 보조 회로를 통해 흐르던 전류  $i_{Lr}$ 이 전류  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 에 도달할 때이며 이 순간에

주 스위치  $S_m$ 을 턴-온함으로써 ZCT 조건을 만족하게 된다.

**모드 3 ( $t_2 - t_3$ ) :**

모드 3은 주 스위치  $S_m$ 이 ZCT 조건을 만족시키며 켜지는 순간부터 시작된다. 모드 3에서 주 스위치  $S_m$ 을 통해 흐르는 전류  $i_s$ 는 0에서부터 선형적으로 증가하여 전류  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 까지 도달하게 된다.

$$i_s(t) = \frac{(V_s - V_o)}{L_r}(t-t_2) \quad (9)$$

이와 반대로 전류  $i_{Lr}$ 은 식 (10)에 의해서 선형적으로 감소하게 된다.

$$i_{Lr}(t) = \left( I_o - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \right) - \frac{(V_s - V_o)}{L_r}(t-t_2) \quad (10)$$

모드 3이 끝나는 시점에서 전류  $i_{Lr}$ 은 0에 도달하게 되며 주 스위치  $S_m$ 을 통해 흐르는 전류  $i_s$ 는 주 인덕터 전류  $I_o - \Delta i_{Lm}/2$ 값과 같게 된다. 따라서 모드 3의 지속시간  $t_{23}$ 은 식 (11)로 표현 된다.

$$t_{23} = \frac{I_o - \Delta i_{Lm}/2}{(V_s - V_o)/L_r} \quad (11)$$

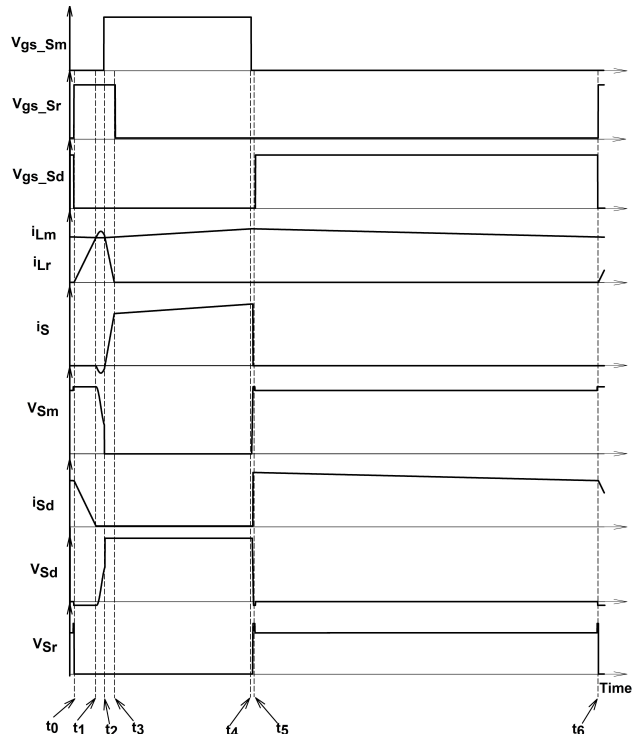


Fig. 3 Theoretical waveforms of proposed synchronous buck converter

**모드 4 ( $t_3-t_4$ ) :**

모드 4는 입력 에너지를 출력에 전달하는 모드로서 기존의 PWM 벡 컨버터의 동작과 동일하다. 모드 4가 종료되는 시점  $t_4$ 에서 주 스위치  $S_m$ 은 턴-오프 되며 공진 커패시터  $C_s$ 로 인하여 턴-오프 스위칭 동작이 완화된 된다. 턴-오프 순간에 주 스위치는 ZVT 조건을, 보조 스위치는 ZCT 조건을 각각 만족하게 된다.

**모드 5 ( $t_4-t_5$ ) :**

모드 5에서는 주 스위치  $S_m$ 이 ZVT로 턴-오프 되면서 시작된다. 전류  $i_s$ 는 주 스위치  $S_m$ 의 양단에 연결된  $C_s$ 를 통하여 계속적으로 흐르게 되어 주 스위치의 양단 전압을 0에서부터 입력전압  $V_s$ 까지 선형적으로 상승시킨다. 전류  $i_s$ 는 대략  $I_o + \Delta i_{Lm}/2$ 에 해당하는 값을 유지한다고 할 수 있다. 이로부터 모드 5의 지속시간  $t_{45}$ 는 식 (12)로 표현 된다.

$$t_{45} = \frac{C_s V_s}{I_o + \Delta i_{Lm}/2} \quad (12)$$

시간  $t_5$ 에서 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 양단전압은 0이 되고 이 때 싱크로너스 스위치를 턴-온함으로써 ZVT 조건을 만족하게 된다.

**모드 6 ( $t_5-t_6$ ) :**

모드 6은 싱크로너스 스위치  $S_d$ 를 제외한 모든 스위치는 오프 상태이므로 출력전류는 싱크로너스 스위치  $S_d$ 를 통해 흐르는 환류모드이다. 모드 6의 끝에서 싱크로너스 스위치  $S_d$ 와 보조 스위치  $S_r$ 을 각각 턴-오프, 턴-온 시키면서 모드는 종료된다.

앞에서 열거한 모드별 동작설명으로부터 제안한 회로의 전체 동작파형은 그림 3과 같이 표현 된다. 이들 파형으로부터 알 수 있듯이, 제안한 회로는 단지 스위칭이 이루어지는 순간을 제외하면 기존 싱크로너스 정류형태의 벡 컨버터와 동일하여 제어가 용이하다는 장점을 가진다. 또한 주 인덕터  $L_m$ 과 병렬로 연결된 보조 회로의 추가로 인해 주 스위치  $S_m$ , 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 전압과 전류의 스트레스가 낮아지면서 소프트 스위칭도 이루어짐을 알 수 있다. 이들 장점 외에도 본 논문에서 제안한 회로가 가지는 또 하나의 특징은 보조 스위치  $S_r$ 도 역시 소프트 스위칭을 한다는 점이다.

**2.3 전압전달비**

본 논문에서 제안한 싱크로너스 ZCT 벡 컨버터의 전압전달비는 스위칭시 스위치의 내부손실을 무시하고 입력출력에너지 관계로부터 유도 될 수 있다.

$$V_s I_s = V_o I_{Lm} \quad (13)$$

여기서, 전류  $I_s$ 는 주 스위치  $S_m$ 을 통해 흐르는 입력전류  $i_s$ 의 평균값이며 전류  $I_{Lm}$ 은 주 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 의 평균값이다. 따라서 입력전류의 평균값  $I_s$ 는 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_s = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{t_2}^{t_3} i_s(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} i_s(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} i_s(t) dt \right] \quad (14)$$

여기서  $T_s$ 는 컨버터 스위치의 스위칭 주기이다.

식 (13)과 식 (14)를 전압전달비  $M$ 의 관계식으로 표기하여 정리하면 다음과 같이 정리된다.

$$M \equiv \frac{V_o}{V_s} = D + \frac{t_{45} - (t_{23}/2)}{T_s} \quad (15)$$

$$= D + \frac{\frac{C_s V_s}{I_{Lm}} + \frac{1}{2} \left( \frac{I_{Lm}}{(V_s - V_o)/L_r} \right)}{1/f_s} \quad (16)$$

식 (15), (16)의 결과로 부터 모드 3과 모드 5에서의 스위칭 순간을 제외하면 기존의 벡 컨버터와 동일한 전압전달비를 갖는 것을 알 수 있다.

**3. 보조 회로 설계방법**

그림 3에서 알 수 있듯이 제안한 회로는 보조 회로의 추가에도 불구하고 제안한 회로의 전체적인 동작 파형은 기존 싱크로너스 정류형태의 벡 컨버터와 크게 다르지 않다. 따라서 회로의 주 인덕터  $L_m$ 과 출력 커패시터  $C_o$ 의 값들은 기존 벡 컨버터의 설계방식을 그대로 따르면 된다. 보조 회로는 대부분의 동작 주기 동안에는 동작하지 않는다. 단지 보조 회로는 주 스위치의 스위칭 순간에 ZCT 조건을 만족시키기 위하여 싱크로너스 스위치가 턴-오프 한 뒤 짧은 구간동안만 동작한다. 싱크로너스 스위치의 선정은 매우 신중히 이루어져야 하는데 이는 스위치의 바디 다이오드의 역회복(Reverse recovery) 시간으로 인하여 스위칭 손실 및 EMI 잡음을 발생시키기 때문이다. 그러나 제안한 회로는 싱크로너스 스위치의 바디 다이오드를 통해 흐르는 전류기울기를 제안함으로써 스위치의 바디 다이오드 역회복 시간 선정에 그리 엄격하지 않아도 된다.

제안한 회로의 동작원리로부터 알 수 있듯이 주 스위치  $S_m$ 의 ZCT 조건은 주 스위치가 켜지기 직전에 출력전압을 이용하여 보조 회로의 공진 인덕터  $L_r$ 을 통해 흐르는 전류를 증가시킴으로써 이루어진다. 따라서 제안한 회로는 연속동작 모드(Continuous conduction mode CCM)로 동작 하여야 한다.

본 장에서는 설계 시에 고려해야 할 사항과 더불어 보조 회로의 각 부품 값을 결정하는 방법을 예를 들어 가면서 설명하도록 한다. 실험한 회로의 동작조건은 다음과 같다.

- 입, 출력 전압 :  $V_s = 12V$ ,  $V_o = 3.3V$
- 평균 출력 전류 :  $I_{o, \min} = 0.6A$ ,  $I_{o, \max} = 6.2A$
- $i_{Lm}$ 의 리플 전류 :  $\Delta i_{Lm} = 1.24A$
- 동작주파수 :  $f_s = 200KHz$

### 3.1 보조 회로의 공진 인덕터 $L_r$ 값 선정

공진 인덕터  $L_r$ 을 포함하는 보조 회로는 주 인덕터 전류  $i_{Lm}$ 에 전류 루프를 추가시킴으로써 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 바디 다이오드를 통해 흐르는 전류 기울기를 조절한다. 공진 인덕터  $L_r$ 의 크기는 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 바디 다이오드를 통해 흐르는 전류 기울기를 얼마만큼 조절할 것인가에 따라 결정 된다. 공진 인덕터  $L_r$  값이 클수록 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 바디 다이오드의 역회복 전류량은 줄어든다. 보조 스위치  $S_r$ 의 턴-온 기간이 길어져 보조 회로에서의 전도손실이 증가한다. 보조 스위치  $S_r$ 의 최소 도통기간은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_{\min} = t_{01} + t_{12} + t_{23} = \frac{I_o - \Delta i_{Lm}/2}{V_o/L_r} + \pi \sqrt{L_r C_s} + \frac{I_o - \Delta i_{Lm}/2}{(V_s - V_o)/L_r} \quad (17)$$

보조 스위치  $S_r$ 의 도통기간은 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 바디 다이오드의 역회복 시간에 의해 좌우된다. 이러한 관점에서 보조 회로에서의 전도손실을 효과적으로 줄이고 또한, 역회복 시간을 고려해 공진 인덕터  $L_r$  값을 설계해야 한다. 본 논문에서는 바디 다이오드를 통해 흐르는 전류가 0이 되는 시점까지의 시간이 바디 다이오드 역회복 시간의 3배 이상이 되도록 설계하였다.

이러한 조건을 바탕으로 공진 인덕터  $L_r$ 은 다음과 같이 결정 된다.

$$L_r \approx \frac{3t_{rr} V_o}{I_{o, \max} - \Delta i_{Lm}/2} \approx 130nH \quad (18)$$

### 3.2 공진 커패시터 $C_s$ 값 선정

공진 커패시터  $C_s$  값의 결정은 주 스위치  $S_m$ 의 전압 상승율( $dv/dt$ )과 밀접한 관련이 있다. 실질적인 공진 커패시터의 값은 주 스위치  $S_m$ 의 기생 커패시턴스와 외부에 병렬로 연결한 커패시터의 합이다.

모드 2에서 설명한 바와 같이 공진 인덕터  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_s$ 간의 공진으로 인해  $L_r$ 에 저장되었던 에너

Table 1 Components used in the proposed converter

Component	Value / Model
Main Switch, $S_m$	IRF1010E
Synchronous Switch, $S_d$	IRF1010E
Auxiliary Switch, $S_r$	IRF1010E
Diode, $D_r$	PMEG3050EP
Main Inductor, $L_m$	10 $\mu$ H
Auxiliary Inductor, $L_r$	130nH
Resonant Capacitor, $C_s$	3nF
Output Capacitor, $C_o$	220 $\mu$ F

지가  $C_s$ 를 통하여 입력전원 측으로 흘러가 주 스위치  $S_m$ 의 양단 전압은  $V_s - 2V_o$ 로 감소한다. 따라서 주 스위치  $S_m$ 은 턴-온 순간에 ZCT 조건과 더불어 낮은 전압 스트레스를 가지게 된다. 턴-오프 시에는  $C_s$ 를 통하여 전환된 스위치 전류 흐름이 주 스위치  $S_m$ 의 양단 전압  $v_{sm}$ 의 상승 기울기를 조절함으로써 스위칭 손실이 줄어들게 된다. 공진 커패시터  $C_s$  값이 클수록 주 스위치 턴-오프시 확실한 영전압 동작을 가능하도록 해주지만 과도하게 크면 공진시간  $t_{12}$ 가 길어져 보조 회로 상에 전도 손실이 증가하게 된다.

이를 고려하여 본 논문에서는 전류  $i_{Lr}$ 의 첨두값이  $0.98 \cdot I_{o, \max}$ 를 초과하지 않도록  $C_s$  값을 선정하였다. 식 (6)으로부터 전류  $i_{Lr}$ 의 첨두값은  $w_r = \pi/2$ 로 설정함으로써 식 (19)과 같게 된다.

$$i_{Lr, pk} = I_{o, \max} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} + \frac{V_o}{Z_r} \quad (19)$$

위의 수식에서 전류  $i_{Lr, pk}$  값을  $0.98 \cdot I_{o, \max}$ 로 설정하면  $C_s$  값은 다음과 같이 구해진다.

$$C_s \approx L_r \left( \frac{(-0.04 \cdot I_{o, \max} + i_{Lm})/2}{V_o} \right)^2 \approx 3nF \quad (20)$$

### 3.3 보조 회로에 사용되는 다이오드 선정

보조 다이오드  $D_r$ 은 공진 인덕터  $L_r$ 의 에너지가 0이 되었을 때 보조 스위치  $S_r$ 의 바디 다이오드를 통해 전류가 역으로 흐르는 것을 방지하기 위하여 사용된다. 보조 다이오드  $D_r$ 을 통해 흐르는 전류는 도통기간이 짧아 평균 전류가 매우 낮다. 따라서 정격전류가 낮은 소자사용이 가능하며 본 논문에서는 PMEG3050EP(30V, 5A) 다이오드를 사용하였다.

## 4. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 싱크로너스 벽 컨버터의 유용성을 증명하기

위하여 3장에서 제시한 설계사양을 적용하여 20W급 컨버터를 제작하여 실험하였다. 실험에 사용 한 소자 값과 부품 명을 표 1에 나타내었다

그림 4, 5 그리고 6은 실험 결과와 비교하기 위한 시뮬레이션 결과이며 그림 7, 8 그리고 9는 실험 결과이다. 그림 4와 7에서 볼 수 있듯이 주 스위치  $S_m$ 의 턴-온시 ZCT 조건과 턴-오프시 ZVT 조건을 각각 만족하게 되며, 앞서 동작원리에서 설명하였듯이 주 스위치  $S_m$ 은 턴-온 직전에 양단 전압  $v_{Sm}$ 의 크기가  $V_s - 2V_o$ 로 낮아짐을 확인 할 수 있다. 그림 5와 8은 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 턴-온과 턴-오프시의 파형이며 그림에서 알 수 있듯이 ZVT 조건을 만족하는 것을 확인 할 수 있다. 싱크로너스 스위치  $S_d$ 가 ZVT 조건을 만족함으로써 바디 다이오드로 인해 발생하는 역회복 문제를 개선 할 수 있다. 이는 공진 인덕터  $L_r$ 에 의하여 싱크로너스 스위치  $S_d$ 의 바디 다이오드를 통해 흐르는 전류 기울기가 제한되기 때문에 얻게 되는 이점이다.

보조 스위치  $S_r$ 의 턴-오프시 공진 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 이 0으로 떨어짐을 그림 6과 9를 통해 알 수 있으며 턴-온시에는 보조 다이오드  $D_r$ 에 의해 역방향 경로가 형성되지 않음을 알 수 있다. 이를 통해 보조 스위치 역시 턴-온과 턴-오프시 ZCT 조건을 만족한다는 것을 알 수 있으며 이는 제안된 회로가 가지는 장점 중 하나이다. 이상의 결과로부터 앞서 설명한 이론적인 원리가 실험결과와 일치함을 알 수 있다.

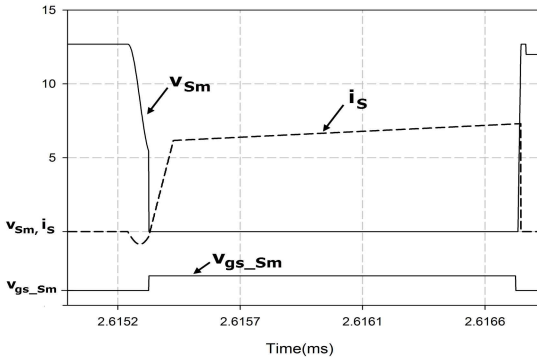


Fig. 4 Simulation results of main switch  $S_m$

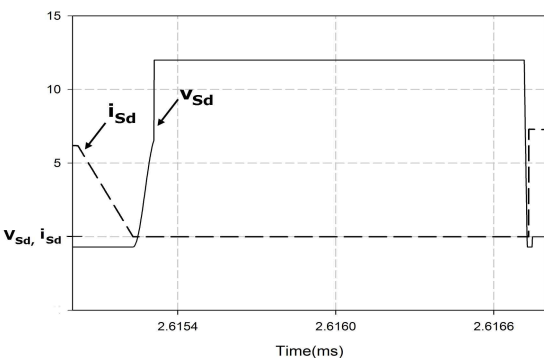


Fig. 5 Simulation results of synchronous switch  $S_d$

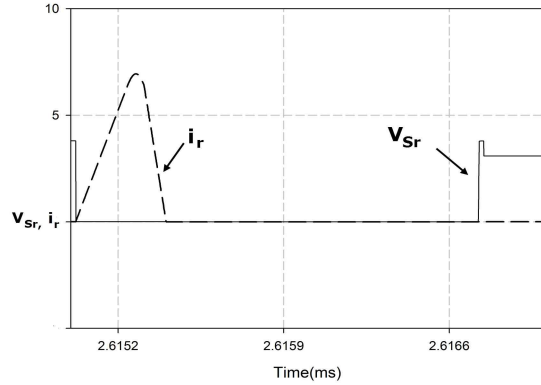


Fig. 6 Simulation results of auxiliary switch  $S_r$

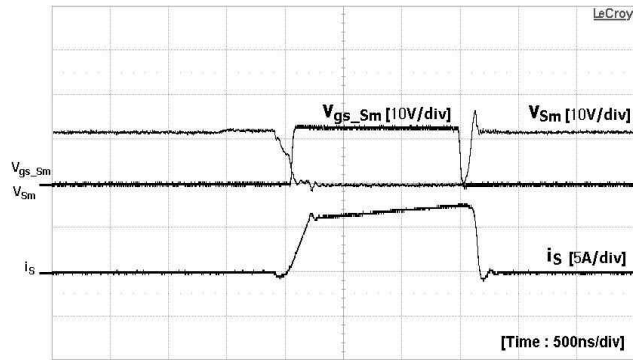


Fig. 7 Experimental results of main switch  $S_m$



Fig. 8 Experimental results of synchronous switch  $S_d$

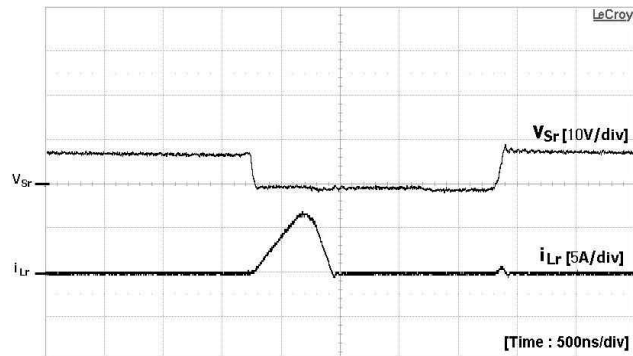


Fig. 9 Experimental results of auxiliary switch  $S_r$



본 논문에서 제안한 회로의 효율을 비교하기 위해 동일한 실험 조건하에서 소프트 스위칭의 유무에 따라서 다른 실험을 행하였으며 이들 결과를 그림 11에 나타내었다. 이는  $V_o = 3.3V$  에 대하여, 출력 전력값에 따른 효율변화를 측정된 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 제안한 회로는 소프트 스위칭을 적용하지 않은 싱크로너스 정류형태에 비하여 높은 효율을 보여 주었다. 또한 제안한 회로가 여러 부하조건에서도 높은 효율을 유지하고 있음을 알 수 있다. 제안된 회로는 효율뿐만 아니라 소프트 스위칭 방식으로 동작하기 때문에 EMI 잡음 측면에서도 유리하며 보조 회로에서의 부가적인 손실 또한 존재하지 않는다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 소프트 스위칭 방식의 보조 회로를 활용한 영전류 천이형 싱크로너스 벡 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존의 싱크로너스 정류 형태의 벡 컨버터에 보조 회로가 추가된 형태이다. 보조 회로의 동작은 주 스위치의 ZCT동작을 이루기 위해서 짧은 구간 동안 동작하므로 전반적인 동작은 기존의 싱크로너스

정류 형태의 벡 컨버터와 유사하다. 따라서 제안한 회로는 기존 컨버터의 장점과 더불어 스위칭 소자의 모든 턴-온, 턴-오프 동작에 대해 ZCT 또는 ZVT 조건을 만족시키는 장점을 가진다. 또한 소프트 스위칭으로 인한 고주파 스위칭이 가능하여 컨버터의 소형, 경량화 설계가 용이하다. 따라서 본 논문에서 제안한 싱크로너스 ZCT 벡 컨버터는 저전압 출력이 요구되는 소형, 경량화 파워 서플라이 설계에 매우 유용하리라 여겨진다.

본 논문에서는 제안한 회로의 동작원리와 함께 설계 방법에 대하여 상세히 기술하였다. 아울러 설계방법에 근거하여 200KHz, 20W급 컨버터를 설계하여 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 제시하였다. 이를 이론적인 결과와 비교함으로써 제안한 회로의 유용성을 입증하였다.

### References

- [1] K. H. Lui, R. Oruganti, F. C. Lee, "Quasi Resonant Converters Topologies and Characteristics," *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 2, pp. 62-74, 1987.
- [2] W. A. Tahisz, M. M. Jovanovic, F. C. Lee. "High frequency multi resonant converter technology and its applications," *International Conf on Power Electronic sand Variable Speed Drives*, pp. 1-8, 1990.
- [3] G. Hua, X. Yang, Y. Jiang, F. C. Lee, "Novel zero current transition PWM converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conf Rec.*, pp. 538-544, 1993.
- [4] E. Adib, H. Farzanehfar, "New Zero Current Transition PWM Converters," in *Proc. IEEE ICIT Conf.*, pp. 2131-2136, 2006.
- [5] G. Hua, C. Leu, F. C. Lee, "Novel zero voltage transition PWM converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conf Rec.*, pp. 33-61, 1992.
- [6] V. Grigore and J. Kyyra, "A new zero voltage transition PWM buck converter," in *Proc. 9th Mediterranean Electrotech. Conf (MELECON'98)*, Vol. 2, pp. 1241-1245, 1998.
- [7] H. Bodur, A. F. Bakan, "A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 3, pp. 676-684, May 2004.
- [8] K. Rahimi, A. N. Motlagh, and M. Pakdel, "A novel soft-switched synchronous buck converter," in *Proc. IEEE Vehicle Power Propulsion Conf.*, pp. 1345 - 1351, Sep. 2009,
- [9] S. Pattnaik, A. K. Panda, K. Aroul and K. K. Mahapatra, "A Novel Zero Voltage Transition Synchronous Buck Converter for Portable Application," *International Journal of Electrical, Computer, and Systems Engineering*, Vol. 2, No. 2, pp. 115-120, 2008.
- [10] O. Djekic, M. Brkovic, A. Roy "High frequency synchronous buck converter for low voltage applications," *IEEE PESC'98 Record*, Vol. 2, pp. 1248-1254, 1998.

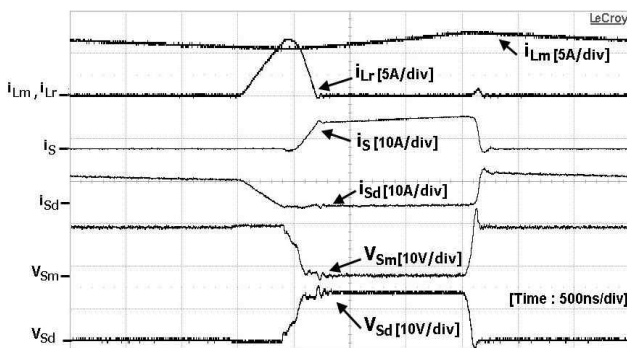


Fig. 10 Overall operating wave forms for  $i_{Lr}$ ,  $i_{Lm}$ ,  $i_s$ ,  $i_{sd}$ ,  $v_{sm}$ ,  $v_{sd}$

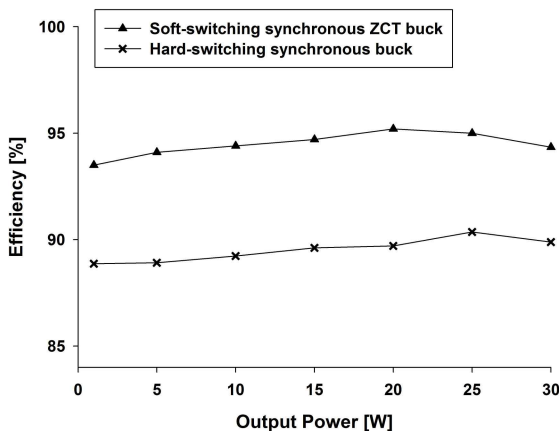
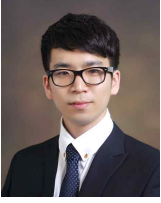


Fig. 11 Efficiency comparison between soft-switching and hard-switching of synchronous buck converter



### **이의천(李義天)**

1987년 4월 14일생. 2013년 인제대 전자지능 로봇공학과 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전자정보통신공학과 석사과정.



### **최현칠(崔鉉七)**

1964년 5월 25일생. 1989년 경희대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1994년 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원. 1995년~1996년 대우전자 모니터연구소 선임연구원. 1997년~현재 인제대 전자공학과 부교수.